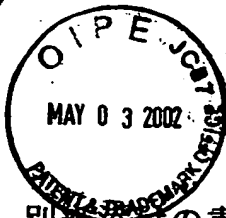


10/058,382



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 1月31日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-024557

[ST.10/C]:

[JP2001-024557]

出 願 人

Applicant(s):

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

RECEIVED

MAY 07 2002

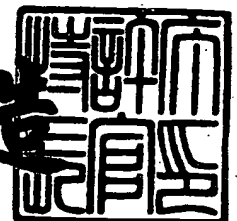
Technology Center 2600

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2002年 3月15日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2002-3016942

Docket No. 218934US2/pmh

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Kenichi HIGUCHI, et al.

GAU: 2661

SERIAL NO: 10/058,382

EXAMINER:

FILED: January 30, 2002

FOR: RECEIVING PROCESS METHOD AND RECEIVING APPARATUS IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

MAY 03 2002

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number [US App No], filed [US App Dt], is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

COUNTRY

APPLICATION NUMBER

MONTH/DAY/YEAR

JAPAN

2001-024557

January 31, 2001

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
(B) Application Serial No.(s)
 - ☐ are submitted herewith
 - ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

RECEIVED

MAY 07 2002

Technology Center 2600

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Joseph A. Scafetta, Jr.
Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913

Joseph A. Scafetta, Jr.
Registration No. 26,803



22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 10/98)

【書類名】 特許願

【整理番号】 ND12-0344

【提出日】 平成13年 1月31日

【あて先】 特許庁長官 及川 耕造 殿

【国際特許分類】 H04B 7/26

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 樋口 健一

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 佐和橋 衛

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社エヌ・ ティ・ ティ・ ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100070150

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊東 忠彦

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002989

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 移動通信システムにおける受信処理方法及び受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 送信装置は一受信装置に対し、所定の拡散符号が割り当てられた複数のコードチャネルを束ねて送信し、受信装置にてその束ねられた複数のコードチャネルを受信する移動通信システムにおける受信処理方法において、

上記束ねられた複数のコードチャネルをコードチャネル群とする場合であって

上記送信装置から送信される上記コードチャネル群に用いられる拡散符号群が直交符号系列の場合、

上記受信装置は受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、

受信信号から除去すべき自コードチャネルの受信パスの受信拡散信号系列を取り除くようにした受信処理方法。

【請求項 2】 請求項 1 記載の受信処理方法において、

上記送信装置から送信される上記コードチャネル群に含まれる複数の拡散コードチャネルのうち制御チャネルあるいは他のチャネルに用いられる他コードチャネルの拡散符号群が直交符号系列の場合、

上記受信装置は受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、

受信信号から除去すべき他コードチャネルの受信パスの受信拡散信号系列を取り除くようにした受信処理方法。

【請求項 3】 請求項 1 乃至 2 いずれか一項記載の受信処理方法において、

上記送信装置から送信される上記コードチャネル群に用いられる拡散符号群の一部又は全部が非直交符号系列の場合、

上記受信装置は受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、

受信信号から同一受信パス内で非直交となる他コードチャネルの受信拡散信号系列を取り除くようにした受信処理方法。

【請求項 4】請求項 1 乃至 3 いずれか一項記載の受信処理方法において、

上記受信装置は接続をしていない他の送信装置からのコードチャネル群を受信したときに、受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、

受信信号から上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を取り除くようにした受信処理方法。

【請求項 5】請求項 1 乃至 4 いずれか一項記載の受信処理方法において、

上記受信拡散信号系列は、各コードチャネルについて得られる伝搬路変動の推定値およびデータ変調の推定値に基づいて生成される受信処理方法。

【請求項 6】請求項 5 記載の受信処理方法において、

送信装置は予め送信位相および送信振幅が受信装置で既知のパイロット信号を該受信装置に周期的に送信し、

受信装置にて上記パイロット信号の受信位相および受信振幅を測定し、上記送信位相および送信振幅とを比較して伝搬路による位相および振幅の変動を求めて上記伝搬路変動の推定を行う受信処理方法

【請求項 7】請求項 6 記載の受信処理方法において、

受信装置は上記のようにして得られる伝搬路変動の推定値と、データ信号についてデータ変調の判定結果と受信位相および振幅とを比較することによって得られる伝搬路変動の推定値とを平均化して上記伝搬路変動の推定値を求めるようにした受信処理方法。

【請求項 8】請求項 7 記載の受信処理方法において、

上記パイロット信号と上記データ信号および上記データ変調判定結果に基づいて上記伝搬路変動の推定を行い、

その推定した伝搬路変動推定値を用いてデータ変調判定を更新し、その更新したデータ変調判定結果に基づいて伝搬路変動の推定を更新することを所定回数繰り返すようにした受信処理方法。

【請求項 9】請求項 5 乃至 8 いずれか一項記載の受信処理方法において、

上記伝搬路変動の推定値は、同一の送信装置から送信されたコードチャネルに対しては同一の推定値を用いるようにした受信処理方法。

【請求項 1 0】請求項 5 及び請求項 7 乃至 8 記載の受信処理方法において、

受信装置は受信拡散信号系列を差し引いた受信信号を逆拡散して得られるデータ信号の受信逆拡散信号に対して、上記伝搬路変動の推定値を用いて絶対同期検波を行い、パスダイバーシチあるいはアンテナダイバーシチで信号を受信したときには、所定のアンテナダイバーシチ合成を行った後の信号を硬判定してデータ変調の推定を行う受信処理方法。

【請求項 1 1】請求項 5 及び請求項 7 乃至 8 記載の受信処理方法において、

送信装置にて予め送信原情報データ系列に対して誤り訂正符号化したデータ系列に対してデータ変調を施している場合、

受信装置は受信拡散信号系列を差し引いた受信信号を逆拡散して得られるデータ信号の受信逆拡散信号に対して、上記伝搬路変動の推定値を用いて絶対同期検波を行い、パスダイバーシチあるいは、アンテナダイバーシチで信号を受信したときには所定のアンテナダイバーシチ合成を行った後の信号に対して誤り訂正復号を行うことで原情報データ系列を推定し、

その推定した原情報データ系列を再度誤り訂正符号化し、

その誤り訂正符号化したデータ系列を用いてデータ変調することでデータ変調の推定を行う受信処理方法。

【請求項 1 2】請求項 8 記載の受信処理方法において、

受信装置は、更新された伝搬路変動の推定値に基づいて受信拡散信号系列を更新し、

受信信号からその更新された受信拡散信号系列を差し引いた信号を用いて復調すべきコードチャネルの復調を行う受信処理方法。

【請求項 1 3】送信装置から送信されるコードチャネル群を受信する受信装置において、

上記受信装置は干渉キャンセラを具備し、

上記干渉キャンセラは、複数段で構成され、

初段においては、干渉キャンセルの対象となる各受信コードチャネルについて、データ変調および伝搬路変動の推定を行うデータ変調推定手段とチャネル推定手段と、

その推定されたデータ変調信号に伝搬路変動推定値を乗じる乗算手段と、

該当する拡散符号を用いて再度拡散を行って受信拡散信号系列を各マルチパスについて求める受信拡散信号系列生成手段とを有し、

次段以降においては、干渉キャンセルの対象となる各受信コードチャネルについて、受信信号から前段で得られた他のコードチャネルの受信拡散信号系列を差し引く他チャネルマルチパス干渉キャンセル手段と、

かつ前段で得られた自コードチャネルの受信拡散信号系列も復調の対象となるパスに対応する受信拡散信号系列を差し引く自チャネルマルチパス干渉キャンセル手段と、

上記他チャネルマルチパス干渉キャンセル手段および自チャネルマルチパス干渉キャンセル手段によって差し引かれた後の信号を各マルチパス分用意し、その各マルチパス分用意された信号を用いて再度データ変調および伝搬路変動の推定を更新するデータ変調推定更新手段及びチャネル推定更新手段と、

その更新したデータ変調および伝搬路変動の推定値に基づいて受信拡散信号系列を生成し直すことを所定回数繰り返す受信拡散信号系列更新手段とを有し、

最終段においては、復調すべきコードチャネルについて、受信信号から前段で得られた受信拡散信号系列を差し引いた信号を用いてデータ復調を行うデータ復調手段を有する受信装置。

【請求項 1 4】請求項 1 3 記載の受信装置において、

送信装置で予め送信位相および送信振幅が受信装置で既知のパイロット信号を該受信装置に周期的に送信し、受信装置で上記パイロット信号の受信位相および受信振幅を測定し、上記送信位相および送信振幅とを比較して伝搬路による位相および振幅の変動を求めて上記伝搬路変動の推定を行う第 1 の伝搬路変動推定手段を有する受信装置。

【請求項 1 5】請求項 1 4 記載の受信装置において、

受信装置は上記第 1 の伝搬路変動推定にて得られる伝搬路変動の推定値と、データ信号についてデータ変調の判定結果と受信位相および振幅とを比較することによって得られる伝搬路変動の推定値とを平均化して上記伝搬路変動の推定を行う第 2 の伝搬路変動推定手段を有する受信装置とする受信装置。

【請求項 1 6】請求項 1 5 記載の受信装置において、

受信装置は上記パイロット信号と上記データ信号および上記データ変調判定結果に基づいて上記伝搬路変動の推定を行う第 3 の伝搬路変動推定手段と、

その推定した伝搬路変動推定値を用いてデータ変調判定を更新するデータ変調判定更新手段と、

その更新したデータ変調判定結果に基づいて伝搬路変動の推定を更新することを所定回数繰り返す伝搬路変動推定更新手段とを有する受信装置。

【請求項 1 7】請求項 1 5 又は 1 6 いずれか一項記載の受信装置において、

上記伝搬路変動の推定値は、同一送信局から送信されたコードチャネルに対しては同一の推定値を用いる同一推定値適用手段を有する受信装置。

【請求項 1 8】請求項 1 3 および請求項 1 5 乃至請求項 1 6 記載の受信装置において、

受信装置は受信拡散信号系列を差し引いた受信信号を逆拡散して得られるデータ信号の受信逆拡散信号に対して、上記伝搬路変動の推定値を用いて絶対同期検波を行う絶対同期検波手段と、

パスダイバーシチあるいはアンテナダイバーシチで信号を受信したときには、該当のダイバーシチによる合成処理を行った後の信号を硬判定してデータ変調の推定を行う第 1 のデータ変調推定手段を有する受信装置。

【請求項 1 9】請求項 1 3 および請求項 1 5 乃至請求項 1 6 記載の受信装置において、

送信装置にて予め送信原情報データ系列に対して誤り訂正符号化したデータ系列に対してデータ変調を施している場合、

受信装置は受信拡散信号系列を差し引いた受信信号を逆拡散して得られるデータ信号の受信逆拡散信号に対して、上記伝搬路変動の推定値を用いて絶対同期検波を行う絶対同期検波手段と、

パスダイバーシチあるいは、アンテナダイバーシチで信号を受信したときには該当のダイバーシチによる合成処理を行った後の信号に対して誤り訂正復号を行うことで原情報データ系列を推定する原情報データ系列推定手段と、

その推定した原情報データ系列を再度誤り訂正符号化し、その誤り訂正符号化

したデータ系列を用いてデータ変調することでデータ変調の推定を行う第2のデータ変調推定手段とを有する受信装置。

【請求項20】請求項13および請求項15乃至16記載の受信装置において、

請求項18の第1のデータ変調推定手段又は請求項19の第2のデータ変調推定手段にてなされるデータ変調の推定を干渉キャンセラの各段に応じて使い分けるデータ変調推定適応振り分け手段を有する受信装置。

【請求項21】請求項13乃至20記載の受信装置において、

受信信号から受信拡散信号系列を差し引く際に、予め設定される干渉除去重み係数を受信拡散信号系列に乗じてから差し引く減算手段を有する受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動通信においてスペクトル拡散を用いてマルチプルアクセスを行うCDMA (DS-CDMA) 方式の移動通信システムに係り、詳しくは、DS-CDMAを用いたセルラ通信において、基地局からの下り伝送が高速データ伝送の場合に、マルチパスによる干渉をキャンセルする受信処理方法に関する。

【0002】

また、本発明は、そのような受信処理方法に従ってマルチパス干渉の除去を行うことのできる受信装置に関する。

【0003】

【従来の技術】

次世代移動通信方式IMT-2000 (International Mobile Telecommunication 2000) における無線アクセス方式として広帯域DS-CDMA (W-CDMA) 方式が日本において採用された。このIMT-2000における最大情報伝送速度の要求条件は、移動環境で144 kbps、歩行環境で384 kbps、準静止環境で2Mbpsであるので、次世代の移動通信システムでは音声サービスに加えて本格的なマルチメディアサービスが提供されると予測される。一方、近年のインターネットの急速な普及、情報の多元化、大容量化、更に次世代インターネッ

トの発展を考慮した場合、移動通信において 2 M b p s を超える情報伝送速度を実現する無線アクセス方式の開発が必要になってくる。特に、基地局からの下り伝送においては、データベースやWebサイトからの画像、ファイル、ビデオ等のダウンロードによる高速・大容量のトラヒックが増大すると考えられるので、データトラヒックに適した高速パケット伝送技術が必要不可欠となる。このような背景から、2 M b p s を超える高速パケット伝送を実現するために、W-CDMA無線インターフェースを拡張した超高速パケット伝送の検討が進められている。例えば、適応無線リンク制御（リンクアダプテーション）に基づく適応変復調・誤り訂正（チャネル符号化）や自動再送要求（ARQ: Automatic Repeat reQuest）といった技術の適用が検討されている。このリンクアダプテーションに基づく適応変復調・誤り訂正は、高速データ伝送を効率的に行うために、各ユーザの伝搬環境に応じて変調多値数、拡散率（SF: Spreading Factor）、マルチコード多重数、更には、誤り訂正の符号化率を切替える方式である。例えば、ユーザの伝搬環境が良好になるにつれ、W-CDMAのデータ変調に用いられるQPSK変調から、より高効率の多値変調、即ち、8 PSK、1 6 QAM、6 4 QAM変調に切替えることで、移動通信システムの最大スループットを増大させることができる。例として、SF=4、マルチコード数3、誤り訂正符号化率1/2としたときにデータ変調に6 4 QAMを用いれば、チップレートが3. 8 4 M c p s のW-CDMA無線インターフェースを用いて8. 5 M b p s の超高速データ伝送が原理的には可能となる。

【0 0 0 4】

【発明が解決しようとする課題】

上述したように、変調多値数を増大させ、SFを小さく（マルチコード数を大きくする）して、かつ誤り訂正の符号化率を大きくすることで、8. 5 M b p s の超高速データ伝送が原理的に可能である。しかし、変調多値数の増大は同一の受信品質（ビット誤り率）を満たすのに必要な所要希望波信号電力対干渉電力比SIRの増大を招くことになる。

【0 0 0 5】

また、上記リンクアダプテーションに基づく適応変復調・誤り訂正を実際の移動通信環境に適用しようとした場合、マルチパスフェージング（周波数選択性フ

エージング) に対する耐性が重要となってくる。例えば、W-CDMA方式における下りリンクは同一伝搬路においてユーザ間(コードチャネル間)の直交化が可能であるが、マルチパス環境下ではマルチパス間で干渉が生じて伝送品質に劣化が生じる。このマルチパス干渉はDS-CDMAでは一般にマルチユーザ干渉と同様に各コードチャネルに対し平均的に受信信号電力の $1/SF$ に抑えることができるものの、チップレートが 3.84 Mcps の W-CDMA 無線インターフェースを用いて 8.5 Mbps の超高速データ伝送を行うには、データレートを大きくするために SF を 1 に近くし、マルチコード数も大きくする必要がある。このような場合、マルチパス干渉による受信 SIR の劣化は非常に増大することになる。その結果、多値変調、低 SF および高符号化率の高速パケット伝送が実現できるエリアは、例え他ユーザが存在しなくても、また、熱雑音等の背景雑音の影響が小さくても、マルチパス干渉の無い基地局の極近傍のエリアに限定されてしまうので、システムの平均スループットが劣化することになる。

【0006】

そこで、本発明の第一の課題は、移動通信システムにおいて DS-CDMA を用いた下りリンク高速パケット伝送のような高データレート伝送を行う際に問題となるマルチパス干渉による受信特性の劣化を回避することのできる受信処理方法を提供することである。

【0007】

また、本発明の第二の課題は、そのような受信処理方法に従ってマルチパス干渉を除去することのできる受信装置を提供することである。

【0008】

【課題を解決するための手段】

上記第一の課題を解決するため、本発明は、請求項 1 に記載されるように、送信装置は一受信装置に対し、所定の拡散符号が割り当てられた複数のコードチャネルを束ねて送信し、受信装置にてその束ねられた複数のコードチャネルを受信する移動通信システムにおける受信処理方法において、上記束ねられた複数のコードチャネルをコードチャネル群とする場合であって、上記送信装置から送信される上記コードチャネル群に用いられる拡散符号群が直交符号系列の場合、上記

受信装置は受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、受信信号から除去すべき自コードチャネルの受信パスの受信拡散信号系列を取り除くように構成される。

【 0 0 0 9 】

上記のような受信処理方法では、マルチパス環境下で干渉となる受信パスのコードチャネル群をキャンセルするための受信拡散信号系列（＝マルチパス干渉レプリカ）が生成される。受信装置では受信アンテナより受信した信号から上記で生成したマルチパス干渉レプリカを用いて自コードチャネル群間でマルチパスによって生じる干渉パスが取り除かれる。

【 0 0 1 0 】

このように、本発明の受信処理方法によれば、マルチパスによって生じる干渉パスのキャンセルを行うので、受信装置の受信SIR(Signal-to-interference power ratio)はマルチパス環境であっても改善することができる。すなわち、マルチパス環境で複数のコードチャネルを多重して高速データ伝送を行う場合であっても、受信品質の向上効果により情報伝送速度の平均スループットの劣化を回避することができる。その結果、1基地局が下り高速データ伝送を所要品質で提供することができる領域を拡大させることができる。

【 0 0 1 1 】

マルチパス環境において、受信装置が接続している自送信装置の他のコードチャネル（直交チャネル）群のマルチパス干渉をキャンセルできるという観点から、本発明は請求項2に記載されるように、上記受信処理方法において、上記送信装置から送信される上記コードチャネル群に含まれる複数の拡散コードチャネルのうち制御チャネルあるいは他のチャネルに用いられる他コードチャネルの拡散符号群が直交符号系列の場合、上記受信装置は受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、受信信号から除去すべき他コードチャネルの受信パスの受信拡散信号系列を取り除くように構成される。

【 0 0 1 2 】

上記のような受信処理方法では、自コードチャネルが接続されている送信装置

から送信される他コードチャネル群のマルチパス間で生じるマルチパス干渉をキャンセルすることが可能となる。そのため、受信装置の受信SIRをより改善することができる。

【 0 0 1 3 】

マルチパス環境において、受信装置が接続している自送信装置の他のコードチャネル（非直交チャネル）群のマルチパス干渉をキャンセルできるという観点から、本発明は請求項3に記載されるように、上記受信処理方法において、上記送信装置から送信される上記コードチャネル群に用いられる拡散符号群の一部又は全部が非直交符号系列の場合、上記受信装置は受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、受信信号から同一受信パス内で非直交となる他コードチャネルの受信拡散信号系列を取り除くように構成される。

【 0 0 1 4 】

上記のような受信処理方法では、自コードチャネルが接続されている送信装置から送信される他コードチャネル群（非直交チャネル）のマルチパス間及び同一パス内で生じるマルチパス干渉をキャンセルすることが可能となる。そのため、受信装置の受信SIRを上記より改善することができる。

【 0 0 1 5 】

隣接する送信装置からの受信コードチャネルの干渉をキャンセルすることができるという観点から、本発明は請求項4に記載されるように、上記受信処理方法において、上記受信装置は接続をしていない他の送信装置からのコードチャネル群を受信したときに、受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、受信信号から上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を取り除くように構成される。

【 0 0 1 6 】

このような場合、受信装置を接続していない他の送信装置から送信されるコードチャネル群と上記自コードチャネルが接続されている送信装置から送信される他コードチャネル群（非直交チャネル）とではマルチパス伝搬路が異なるため全

て干渉となる。従って、上記のような受信処理方法では、非直交チャネルと他送信装置のチャネルについて生成された受信拡散信号系列の全てが差し引かれるので受信装置の受信SIRを更に改善することが可能となる。

【 0 0 1 7 】

上記マルチパス干渉レプリカは、請求項5に記載されるように、上記受信処理方法において、上記受信拡散信号系列は、各コードチャネルについて得られる伝搬路変動の推定値およびデータ変調の推定値に基づいて生成される。

【 0 0 1 8 】

マルチパス干渉レプリカの生成に用いられる伝搬路変動の推定は、請求項6に記載されるように、上記受信処理方法において、送信装置は予め送信位相および送信振幅が受信装置で既知のパイロット信号を該受信装置に周期的に送信し、受信装置にて上記パイロット信号の受信位相および受信振幅を測定し、上記送信位相および送信振幅とを比較して伝搬路による位相および振幅の変動を求めて上記伝搬路変動の推定を行うように構成される。

【 0 0 1 9 】

上記と同様な観点から、伝搬路変動の推定は、請求項7に記載されるように、上記受信処理方法において、受信装置は上記のようにして得られる伝搬路変動の推定値と、データ信号についてデータ変調の判定結果と受信位相および振幅とを比較することによって得られる伝搬路変動の推定値とを平均化して上記伝搬路変動の推定値を求めるように構成される。

【 0 0 2 0 】

また、推定される上記伝搬路変動の推定値を更新することによりマルチパス干渉レプリカの生成精度が向上するという観点から、請求項8に記載されるように、上記受信処理方法において、上記パイロット信号と上記データ信号および上記データ変調判定結果に基づいて上記伝搬路変動の推定を行い、その推定した伝搬路変動推定値を用いてデータ変調判定を更新し、その更新したデータ変調判定結果に基づいて伝搬路変動の推定を更新することを所定回数繰り返すように構成される。

【 0 0 2 1 】

更に、伝搬路変動の推定値は、請求項 9 に記載されるように、上記受信処理方法において、上記伝搬路変動の推定値は、同一の送信装置から送信されたコードチャンネルに対しては同一の推定値を用いるように構成される。

【 0 0 2 2 】

マルチパス干渉レプリカの生成に用いられるデータ変調の推定は、請求項 1 0 に記載されるように、上記受信処理方法において、受信装置は受信拡散信号系列を差し引いた受信信号を逆拡散して得られるデータ信号の受信逆拡散信号に対して、上記伝搬路変動の推定値を用いて絶対同期検波を行い、パスダイバーシチあるいはアンテナダイバーシチで信号を受信したときには、所定のアンテナダイバーシチ合成を行った後の信号を硬判定してデータ変調の推定を行うように構成される。

【 0 0 2 3 】

また、上記同様な観点から、本発明は、請求項 1 1 に記載されるように、上記受信処理方法において、送信装置にて予め送信原情報データ系列に対して誤り訂正符号化したデータ系列に対してデータ変調を施している場合、受信装置は受信拡散信号系列を差し引いた受信信号を逆拡散して得られるデータ信号の受信逆拡散信号に対して、上記伝搬路変動の推定値を用いて絶対同期検波を行い、パスダイバーシチあるいは、アンテナダイバーシチで信号を受信したときには所定のアンテナダイバーシチ合成を行った後の信号に対して誤り訂正復号を行うことで原情報データ系列を推定し、その推定した原情報データ系列を再度誤り訂正符号化し、その誤り訂正符号化したデータ系列を用いてデータ変調することでデータ変調の推定を行うように構成される。

【 0 0 2 4 】

生成精度の高い受信拡散信号系列（＝マルチパス干渉レプリカ）を利用することによって復調すべき信号の受信品質を向上させることができるという観点から、本発明は、請求項 1 2 に記載されるように、上記受信処理方法において、受信装置は、更新された伝搬路変動の推定値に基づいて受信拡散信号系列を更新し、受信信号からその更新された受信拡散信号系列を差し引いた信号を用いて復調すべきコードチャンネルの復調を行うように構成される。

【 0 0 2 5 】

上記第二の課題を解決するため、本発明は、請求項 1 3 に記載されるように、送信装置から送信される複数の拡散コードチャネルを受信する受信装置において、上記受信装置は干渉キャンセラを具備し、上記干渉キャンセラは、複数段で構成され、初段においては、干渉キャンセルの対象となる各受信コードチャネルについて、データ変調および伝搬路変動の推定を行うデータ変調推定手段とチャネル推定手段と、その推定されたデータ変調信号に伝搬路変動推定値を乗じる乗算手段と、該当する拡散符号を用いて再度拡散を行って受信拡散信号系列を各マルチパスについて求める受信拡散信号系列生成手段とを有し、次段以降においては、干渉キャンセルの対象となる各受信コードチャネルについて、受信信号から前段で得られた他のコードチャネルの受信拡散信号系列を差し引く他チャネルマルチパス干渉キャンセル手段と、かつ前段で得られた自コードチャネルの受信拡散信号系列も復調の対象となるパスに対応する受信拡散信号系列を差し引く自チャネルマルチパス干渉キャンセル手段と、上記他チャネルマルチパス干渉キャンセル手段および自チャネルマルチパス干渉キャンセル手段によって差し引かれた後の信号を各マルチパス分用意し、その各マルチパス分用意された信号を用いて再度データ変調および伝搬路変動の推定を更新するデータ変調推定更新手段及びチャネル推定更新手段と、その更新したデータ変調および伝搬路変動の推定値に基づいて受信拡散信号系列を生成し直すことを所定回数繰り返す受信拡散信号系列更新手段とを有し、最終段においては、復調すべきコードチャネルについて、受信信号から前段で得られた受信拡散信号系列を差し引いた信号を用いてデータ復調を行うデータ復調手段を有するように構成される。

【 0 0 2 6 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

【 0 0 2 7 】

本発明の実施の一形態に係るマルチパス干渉除去方法が適用される移動通信システムは、例えば、図 1 に示すように構成される。

【 0 0 2 8 】

図 1 において、この移動通信システムは、例えば、無線アクセスに CDMA 方式を採用した移動通信システムであり、受信装置 1 0（以下、移動局という）、送信装置₁（以下、基地局₁という）2 0、送信装置₂（以下、基地局₂という）2 1 及び上位局（例：無線回線制御装置）で構成される。各基地局 2 0、2 1 は、複数のコードチャネルを送信しており、同一基地局から送信されるコードチャネルの一部は直交拡散符号の使用により直交しており、残りのコードチャネルは非直交となっている。W-CDMA や IS-95 の商用システムにおいては、基本的に下りはリンクの全コードチャネルは直交しているが、W-CDMA における同期チャネル (Synchronization channel) では特殊な拡散符号が用いられるため、他のコードチャネルと非直交となるチャネルが少数ながら存在している。また、直交する拡散符号数は限りがあるため、これを超える数のコードチャネルが必要になる場合は、非直交な拡散符号を用いた非直交コードチャネルの送信を行うことになる。

【 0 0 2 9 】

基地局₁ 2 0 から送信される他のコードチャネル群 (②、③) は、図 1 に示されるように、共通制御チャネルのような共通チャネルと他の通信者に対する通信チャネルの両方が考えられる。他の基地局（この場合は基地局₂ 2 1）のコードチャネル同士は同様に同一伝搬路（パス）において直交させることができるが、基地局₁ 2 0 から送信されるコードチャネルとは一般に移動局 1 0 において非同期に受信されるため、直交はしない。また、本例では、移動局 1 0 が自チャネル以外の各コードチャネルの拡散符号情報を得る方法として、基地局₁ 2 0 及び基地局₂ 2 1 が下りの制御情報として拡散符号の情報を移動局 1 0 に通知する方法がとられている。

【 0 0 3 0 】

図 2 は、上述した図 1 と同一の構成であるが、移動局 1 0 が自コードチャネル以外の各コードチャネルの拡散符号情報を得る方法が図 1 の場合と異なる例である。図 2 の例では基地局₂ 2 1 が自基地局の拡散符号情報を上位局経由で基地局₁ 2 0 に通知し、基地局₁ 2 0 が両基地局（自基地局₁ 2 0 と他の基地局₂ 2 1）の拡散符号情報を下りの制御情報として移動局 1 0 に通知する。

【 0 0 3 1 】

上記のように、図1及び図2の例では基地局₁ 20が制御情報として拡散符号情報を移動局10に通知する方法を示したが、この他にも移動局10が基地局₁ 20からの情報なしに拡散符号を識別する方法がある。例えば、移動局10が予め想定される拡散符号候補を用意し、受信信号とその用意した拡散符号候補との相関を求め、相関の大きい拡散符号を求めることで他の基地局で用いられる拡散符号を識別することができる。

【0032】

上記基地局₁ 20が送信するパケットデータの送信フォーマットは例えば、図3に示す通りである。ここで、パケットとは送るべき総データを一定量に分割したものを示しており、データの送信単位である。

【0033】

図3において、(1)の送信フォーマット例は、パイロットチャネルが符号多重されている場合を示し、1パケットがNs個のスロットで構成され、伝搬路推定を行うためのパイロット信号が別の拡散符号で拡散されたコードチャネルとしてデータチャネルに符号多重される(①)。一方、(2)の送信フォーマット例は、パイロットチャネルが時間多重されている場合を示し、パイロット信号がデータ信号に周期的に(スロット)ごとに挿入(時間多重)される(②)。また、1パケット(=Nsスロット)は、(1)及び(2)同様にK個のコードチャネル(#1～#K)で構成される。

【0034】

これ以降は、(1)のパイロットチャネルが符号多重されている場合を例にとり説明を進める。また、パイロットチャネルを他の送信データチャネルにおける伝搬路推定にも利用することが可能であるので当該パイロットチャネルを共通パイロットチャネルCPICH(Common pilot channel)と称して説明を行う。

【0035】

本発明の受信処理方法が適用される受信装置(以下、干渉キャンセラという)は、例えば、図4のように構成される。なお、本例では、基地局送信→移動局受信の下りリンクで用いられる干渉キャンセラを想定している。

【0036】

図4において、この干渉キャンセラ（第1の構成例）は複数ステージの干渉推定器100、110、遅延線路121～124、減算器150～153、乗算器140、141、干渉推定器信号出力部130、160から構成される。本例では干渉推定器の第pステージ（ $1 < p < P$ ）における第bアンテナブランチ（ $1 < b < B$ ）、第lパス（ $1 < l < L$ ）の受信拡散信号系列（以下、マルチパス干渉レプリカという）を

【0037】

【数1】

$$I_{b,l}^{(p-1)}$$

とする。干渉推定部の第1ステージ100では、受信アンテナ#1、#2より受信した信号が直接入力される。第2ステージ以降の干渉推定器110には受信信号から前ステージで生成した他の全てのマルチパス干渉レプリカ

【0038】

【数2】

$$I_{b,l}^{(p-1)}$$

が差し引かれた信号が入力される。干渉推定器部100、110では、伝搬路の推定（＝チャネル推定）が行われる。このチャネル推定は、共通パイロットチャネルもしくはこれに加えて判定データ変調とデータシンボルを用いて各ステージ毎（干渉推定部段毎）に更新され、これを用いたデータ変調の判定も更新される。マルチパス干渉レプリカはこのチャネル推定値を用いて各ステージ毎に更新されるので、伝搬路推定精度並びにデータ判定精度が向上するに従いこのマルチパス干渉レプリカの生成精度も向上する。

【0039】

次に、図5を参照して、干渉推定器110、110の構成及び動作について説明する。ここでは、第1ステージの干渉推定器110を例にとり説明を行う。

【 0 0 4 0 】

この干渉推定器 1 1 0 は、Rake・アンテナダイバーシチ合成器 2 0 0、2 1 0、パラレル/シリアル変換器 (=P/S変換器) 2 2 0、誤り訂正復号器 2 3 0、硬判定器 2 4 0、2 4 1、誤り訂正符号化器 2 5 0、データ変調器 2 6 0、シリアル/パラレル変換器 (=S/P変換器) 2 7 0、伝搬路推定器 3 0 0、3 1 0、マルチパス干渉レプリカ生成器 3 2 0、3 3 0、拡散器 3 4 0、3 4 1、演算器 3 5 0～3 5 3、3 6 0～3 6 3、アンテナ信号入力部 4 0 0、マルチパス干渉レプリカ信号出力部 4 1 0 で構成される。また、本干渉推定部にはRake・アンテナダイバーシチ合成器 2 0 0、2 1 0 の信号とデータ変調からの信号の複素共役演算を行う乗算器 2 8 0 が備えられている。また、Rake・アンテナダイバーシチ合成器 2 1 0 は、逆拡散器 2 0 1、2 0 2、乗算器 2 0 3、2 0 4、加算器 2 0 5 を有しており、伝搬路推定部 3 0 0、3 1 0 は逆拡散器 3 0 1、3 0 2 及び伝搬路推定器 3 0 3、3 0 4 を有している。また、マルチパス干渉レプリカ生成器 3 2 0、3 3 0 は、拡散器 3 2 1、3 2 2、乗算器 3 2 3、3 2 4 を有している。

【 0 0 4 1 】

本構成における自チャネルコード群間でマルチパスによって生じるマルチパス干渉のキャンセルは具体的には以下の通りである。

【 0 0 4 2 】

マルチパス干渉キャンセラの干渉推定部の第 p ステージにおける第 b アンテナの第 1 パスの逆拡散を行う逆拡散器への入力信号は、受信信号から他の全てのマルチパス干渉レプリカが差し引かれた信号である。

【 0 0 4 3 】

ここで、第 k コードチャネルの狭帯域変調信号波形 $d_k(t)$ 、拡散信号変調波形 $c_k(t)$ を次式のように表す。

(数式 1)

【 0 0 4 4 】

【数 3】

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g_k(i) \cdot \exp[j\phi_k(i)] u_d(t - iT_d) \quad (1)$$

(数式 2)

【0045】

【数 4】

$$c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\phi_k(i)] u_c(t - iT_c) \quad (2)$$

上記 (1)、(2) 式において、 T_d はシンボル間隔、 T_c はチップ間隔を表す。
また、 $U_d(t) = 1(0)$ for $0 < t < T_d$ (otherwise) および $U_c(t) = 1(0)$ for $0 < t < T_c$ (otherwise) であり、 $N = T_d/T_c$ は SF である。

【0046】

【数 5】

$$\phi_k(i) \in \{q\pi/2 + \pi/4; q = 0, 1, 2, 3\}$$

は拡散符号による QPSK 拡散変調を示し、拡散符号として直交拡散符号を用いることで各コードチャネルは直交する。 $g_k(i)$ 、 $\phi_k(i)$ はデータ変調振幅、位相を表す。ここで、 $g_k(i)$ 、 $\phi_k(i)$ はデータ変調方式に応じて以下のように表される。

【0047】

1. QPSK 変調時

(数式 3)

【0048】

【数 6】

$$g_k(i) = \sqrt{2} \quad (3)$$

(数式 4)

【 0 0 4 9】

【数 7】

$$\phi_k(i) \in \{q\pi/2 + \pi/4; q = 0, 1, 2, 3\} \quad (4)$$

2. 8 PSK 変調時

(数式 5)

【 0 0 5 0】

【数 8】

$$g_k(i) = \sqrt{3} \quad (5)$$

(数式 6)

【 0 0 5 1】

【数 9】

$$\phi_k(i) \in \{q\pi/4; q = 0, 1, \dots, 7\} \quad (6)$$

3. 16 QAM 変調時

(数式 7)

【 0 0 5 2】

【数 1 0】

$$x_k \in \left\{ (2q_x + 1) \sqrt{\frac{1}{2.5}}; q_x = -2, -1, 0, 1 \right\} \quad (7)$$

(数式 8)

【0 0 5 3】

【数 1 1】

$$y_k \in \left\{ (2q_y + 1) \sqrt{\frac{1}{2.5}}; q_y = -2, -1, 0, 1 \right\} \quad (8)$$

として、

(数式 9)

【0 0 5 4】

【数 1 2】

$$g_k(i) = \sqrt{x_k^2 + y_k^2} \quad (9)$$

(数式 1 0)

【0 0 5 5】

【数 1 3】

$$\phi_k(i) = \tan^{-1} \frac{y_k}{x_k} \quad (10)$$

4. 6 4 QAM変調時

(数式 1 1)

【0 0 5 6】

【数 1 4】

$$x_k \in \left\{ (2q_x + 1) \sqrt{\frac{1}{7}}; q_x = -4, -3, \dots, 3 \right\} \quad (11)$$

(数式 1 2)

【0057】

【数 1 5】

$$y_k \in \left\{ (2q_y + 1) \sqrt{\frac{1}{7}}; q_y = -4, -3, \dots, 3 \right\} \quad (12)$$

として、

(数式 1 3)

【0058】

【数 1 6】

$$g_k(i) = \sqrt{x_k^2 + y_k^2} \quad (13)$$

(数式 1 4)

【0059】

【数 1 7】

$$\phi_k(i) = \tan^{-1} \frac{y_k}{x_k} \quad (14)$$

同様に、共通パイロットチャネルの狭帯域変調信号波形 $d_{cpich}(t)$ 、
 拡散変調信号波形 $c_{cpich}(t)$ は次式のように表される。

(数式 1 5)

【0060】

【数 18】

$$d_{cpich}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \exp[j\pi/4] u_{cpich}(t - iT_{cpich}) \quad (15)$$

(数式 16)

【0061】

【数 19】

$$c_{cpich}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \exp[j\phi_{cpich}(l)] u_c(t - iT_c) \quad (16)$$

ここで、 T_{cpich} は共通パイロットチャネルにおけるシンボル周期、 $u_{cpich}(t) = 1(0)$ for $0 < t < T_{cpich}$ (otherwise) である。共通パイロットチャネルについても直交拡散符号による拡散を行うため、同一パス内の各コードチャネルは直行する。送信信号はL個のマルチパスチャネルを伝搬してB個の受信アンテナで受信される。第bアンテナにおける受信信号 $r_b(t)$ は次式で表される。

(数式 17)

【0062】

【数 20】

$$r_b(t) = \sum_{l=1}^L \xi_{b,l}(t) \left(\sum_{k=1}^K d_k(t - \tau_l) \cdot c_k(t - \tau_l) + d_{cpich}(t - \tau_l) \cdot c_{cpich}(t - \tau_l) \right) + n(t) \quad (17)$$

ここで、 $\xi_{b,l}$ は第bアンテナの第lパスの複素フェージング包絡線、 τ_l は第lパスの伝搬遅延である。 $n(t)$ は片側電力スペクトル密度 $N_0/2$ の加法的ガウス雑音成分である。第1ステージにおける第kコードチャネルの第bアンテナ、第1パスについての第nスロットの第mシンボルに対応する干渉推定器の逆拡散器出力は次式で表される。

(数式 18)

【0063】

【数 2 1】

$$z_{k,b,l}^{(1)}(n,m) = \frac{1}{T_d} \int_{nT_{ds}+mT_d+\tau_l}^{nT_{ds}+(m+1)T_d+\tau_l} r_b(t) c_k^*(t-\hat{\tau}_l) dt \quad (18)$$

同様に、共通パイロットチャネルの逆拡散出力は次式で表される。

(数式 19)

【0064】

【数 2 2】

$$z_{cpich,b,l}^{(1)}(n,m) = \frac{1}{T_{cpich}} \int_{nT_{ds}+mT_{cpich}+\tau_l}^{nT_{ds}+(m+1)T_{cpich}+\tau_l} r_b(t) c_{cpich}^*(t-\hat{\tau}_l) dt \quad (19)$$

ここで、Tslotはスロット間隔である。第 p ステージ (1 < p < P) の繰返し伝搬路推定 r 回目 (1 < r < R) におけるRake合成に用いられる伝搬路推定値を

【0065】

【数 2 3】

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(p,r)}(n)$$

とする。始めに第1ステージにおける伝搬路推定値

【0066】

【数 2 4】

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)}(n)$$

は共通パイロットチャネルを用いて次式により求められる。

(数式 20)

【0067】

【数 2 5】

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)}(n) = \frac{1}{N_{cpich}} \sum_{i=1}^{N_{cpich}} z_{cpich,b,l}^{(i)}(n,m) \cdot d_{cpich}^*(n,m) \quad (20)$$

ここで、 N_{cpich} は1スロットに含まれる共通パイロットチャネルのシンボル数である。即ち、受信複素信号に送信複素信号の複素共役を乗じることで、伝搬路による複素包絡変動変動を求めている。この伝搬路推定値を用いて、BL個のマルチパス成分に

【0 0 6 8】

【数 2 6】

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)}(n)$$

の複素共役を乗算することにより、第kコードチャネルの第nスロット、第mシンボルにおけるコヒーレントRake合成出力

【0 0 6 9】

【数 2 7】

$$\hat{d}_k^{(p=1,r=1)}(n,m)$$

は次式のように求められる。

(数式 2 1)

【0 0 7 0】

【数 2 8】

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m) = \sum_{b=1}^B \sum_{l=1}^L z_{k,b,l}^{(1)}(n,m) \cdot \hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)*}(n) \quad (21)$$

ここで、Rake合成後に仮データ判定を行う場合は、データ系列

【0 0 7 1】

【数 2 9】

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m)$$

を硬判定し、仮判定データシンボル系列

(数式 2 2)

【0 0 7 2】

【数 3 0】

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m) = g_k^{(p=1,r=1)}(n,m) \cdot \exp \left[j \phi_k^{(p=1,r=1)}(n,m) \right] \quad (22)$$

を再生する。一方、誤り訂正復号後に仮データ判定を行う場合は、

【0 0 7 3】

【数 3 1】

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m)$$

に対してブランチメトリックを算出し、Kコードチャネルのブランチメトリックをパラレル/シリアル変換 (=P/S変換) し、誤り訂正復号されて 2 値情報データ系列

【0 0 7 4】

【数 3 2】

$$\hat{b}^{(p=1,r=1)}(i)$$

が得られる。また、誤り訂正復号の仕方は、一般に知られている他の方法を用いることも可能である。この復号情報データ系列を、誤り訂正符号化処理し、シリアル/パラレル変換によりKコードチャネルへ割り当てた後、データ変調を施すことにより、仮判定データシンボル系列

(数式 23)

【0075】

【数33】

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m) = g_k^{(1,1)}(n,m) \cdot \exp \left[j \phi_k^{(1,1)}(n,m) \right] \quad (23)$$

を再生する。そして、逆拡散器出力のデータシンボル

【0076】

【数34】

$$z_{k,b,l}^{(1)}(n,m)$$

に

【0077】

【数35】

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m)$$

の複素共役を乗算（逆変調）してデータ変調成分を取り除くことにより、擬似パイロットシンボルとして用いることが可能となるため、共通パイロットチャネルに加えてKNd個の擬似パイロットシンボルを用いて再度伝搬路推定を行い、Rake合成、仮データ判定を更新する。このプロセスをr回繰り返した後に得られる伝搬路推定値

【0078】

【数36】

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,r+1)}(n)$$

は次式で表される。

(数式 24)

【0079】

【数 37】

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,r+1)}(n) = \frac{1}{1+w} \hat{\xi}_{b,l}^{(1,r)}(n) + \frac{1}{1+w} \frac{1}{\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_d} g_k^{(1,r)}(n,m)^2} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_d} z_{k,b,l}^{(1)}(n,m) \cdot d_k^{-(1,r)*}(n,m)$$

- (24)

以上の説明では、共通パイロットチャネルを用いた伝搬路推定は、1スロット区間のパイロットチャネルを平均化することで行ったが、これを他の一般に知られる方法に変えることもできる。例えば、式(24)の第1項は共通パイロットチャネルを用いた伝搬路推定値を示し、第2項は判定帰還データシンボルを擬似パイロットシンボルとした伝搬路推定値を示す。判定帰還データによる伝搬路推定値は振幅に応じた重み付け平均を用いている。また、式(24)におけるwは共通パイロットチャネルによる伝搬路推定値と判定帰還データシンボルによる伝搬路推定値の平均化における重み係数であり、データ判定誤りが大きいときには小さい値を、データ判定誤りが小さいときには大きな値を用いることで最適な推定精度を得ることができる。w=0の場合はデータシンボルをチャネル推定に用いない場合を示す。判定帰還データによる伝搬路推定を加えることで、伝搬路推定に用いるシンボル数が増大することから、雑音および干渉の平均化効果が増大するために伝搬路推定精度が向上する(ただし、判定帰還データシンボルには判定誤りが含まれるため、この判定誤りが伝搬路推定精度に影響を与える)。干渉推定器ではこのようににして得られた伝搬路推定値

【0080】

【数 38】

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,R+1)}(n)$$

、仮判定データシンボル系列

【 0 0 8 1 】

【 数 3 9 】

$$d_k^{-(1,R)}(n,m)$$

を用いて、第 b アンテナ、第 1 パスのマルチパス干渉レプリカを次式により求める。

(数式 2 5)

【 0 0 8 2 】

【 数 4 0 】

$$\hat{I}_{b,l}^{(1)}(t-\hat{\tau}_l) = \sum_{k=1}^L \hat{\xi}_{b,l}^{(1,R+1)}(t) \left(\sum_{k=1}^K d_k^{-(1,R)}(t-\hat{\tau}_l) \cdot c_k(t-\hat{\tau}_l) + d_{cpich}(t-\hat{\tau}_l) \cdot c_{cpich}(t-\hat{\tau}_l) \right)$$

- (2 5)

このマルチパス干渉レプリカを用いて、第 2 ステージにおける第 b アンテナ、第 1 パスの干渉推定器の逆拡散器入力信号は次式で表される。

(数式 2 6)

【 0 0 8 3 】

【 数 4 1 】

$$r_{b,l}^{(2)}(t) = r_b(t) - \alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq l}}^L \hat{I}_{b,j}^{(1)}(t-\hat{\tau}_j) \quad (26)$$

ここで、 α は干渉除去重み係数であり $0 < \alpha$ である。この α は生成された干渉レプリカに含まれる誤差が大きい場合には、小さくすることでこの影響を緩和することができる。しかし、小さすぎる α は明らかに干渉除去の効果を低減するため、干渉レプリカの生成精度に応じて最適な α を設定することでマルチパス干渉除去の効果を増大することができる。例えば、マルチパスが多い場合には、伝搬

路推定の精度が劣化するため、より小さな α を用いることが効果的である場合がある。また、ステージ数が大きくなるに従い、マルチパス干渉レプリカの精度は向上するため、より大きな α を用いたほうが受信特性を改善することができる。

【0084】

同様に、前ステージで生成したマルチパス干渉レプリカを用いて、第 p ステージ ($p > 2$) の干渉推定器の逆拡散入力信号は次式のように求められる。

(数式 27)

【0085】

【数 4 2】

$$r_{b,j}^{(p)}(t) = r_b(t) - \alpha \sum_{j=1}^L \hat{I}_{b,j}^{(p-1)}(t - \tau_j) \quad (27)$$

各ステージでは、マルチパス干渉レプリカを差し引いた信号に対して、第1ステージと同様に伝搬路推定、データ変調の仮判定を行いマルチパス干渉レプリカの更新を行う。そして最後に、最終ステージ ($p = P$) において、Rake合成後のデータ系列

【0086】

【数 4 3】

$$\hat{d}_k^{(P,R)}(n,m)$$

が誤り訂正復号されて (誤り訂正符号化されている場合)、2値情報データ系列

【0087】

【数 4 4】

$$\hat{b}^{(P)}(i)$$

が復調される。

【0088】

上述したように、第2ステージ以降の干渉推定器には、受信信号から前ステージで生成した他の全てのマルチパス干渉レプリカ

【0089】

【数45】

$$I_{b,l}^{(p-1)}$$

が差し引かれた信号が入力されるので、各ステージ毎にマルチパス干渉レプリカが更新される。そのため、自チャネルのマルチパス干渉の除去には精度の高いマルチパス干渉レプリカを用いることができるので、受信品質を高くした干渉キャンセルが実現可能である。

【0090】

なお、上述では、共通パイロットチャネルが符号多重されている場合の実施例を説明したが、本発明の干渉キャンセラは図3の(2)に示される送信フォーマット(共通パイロットチャネルが時間多重されている場合)にも容易に適用することができる。

【0091】

次に、自チャネル以外のコードチャネル群からのマルチパス干渉を除去する場合の実施例を上記と同様に図面を参照して説明する。

【0092】

図6において、本発明のマルチパス干渉キャンセラは図4と比較して他の直交コードチャネルの干渉推定部510、540、他の非直交コードチャネルの干渉推定部520、550が付加されている。本実施形態の説明では他の非直交コードチャネルの干渉推定部520、550がマルチパス干渉キャンセラに具備される場合を例にとり説明を行うが、上記他の非直交コードチャネルの干渉推定部520、550を他の送信装置の処理部等と置き換えることも可能である。各干渉推定部では上述した干渉推定器と同様に伝搬路の推定、データ変調の判定を行って、マルチパス干渉レプリカを出力する。本図においては、自チャネルのマルチパス干渉レプリカを

【0093】

【数46】

$$\hat{I}_{b,l}^{(p)}$$

、他の直交チャネルのマルチパス干渉レプリカを

【0094】

【数47】

$$\hat{O}_{b,l}^{(p)}$$

、他の非直交チャネルのマルチパス干渉を

【0095】

【数48】

$$\hat{U}_{b,l}^{(p)}$$

と示した。上述した第6図におけるマルチパス干渉キャンセル方法では各コードチャネル群に対するマルチパス干渉レプリカの推定の処理は各ステージで並列に行われる。即ち、第1ステージでは受信信号そのものを用いてマルチパス干渉レプリカを生成し、第2ステージでは、第1ステージでのマルチパス干渉レプリカ推定値を受信信号から減じた信号を基に、より精度の高いマルチパス干渉レプリカの推定を行う。

【0096】

ここで、同一の送信局から送信されたコードチャネルについては、同一の伝搬路変動を受けて移動局10で受信されるため、伝搬路推定部を共通化し、より多くの共通パイロットチャネルおよびデータ信号を用いて上述のような伝搬路推定をすることで伝搬路推定の精度を向上でき、また受信処理量を軽減することができる。

【 0 0 9 7 】

図 6 に示す干渉キャンセラの第二構成例では、第 2 ステージ以降の干渉推定器には全ステージで生成した他の全てのマルチパス干渉レプリカが差し引かれた信号が入力されるが、ここで、互いに直交しないコードチャネルの干渉レプリカについては同一パスのマルチパス干渉レプリカも受信信号から差し引くことで受信品質を向上する。

【 0 0 9 8 】

これに対して、第 7 図に示される本発明における干渉キャンセラの構成例 3 では、各コードチャネル群に対するマルチパス干渉レプリカの推定処理は各ステージで直列に行われる。本干渉キャンセラの構成は上述の図 6 と同様な構成をとる。自コードチャネルの干渉推定部は 7 0 0、7 3 0、他の直交コードチャネルの干渉推定部 7 1 0、7 4 0、他の非直交コードチャネルの干渉推定部 7 2 0、7 5 0 が付加されている。本実施形態の説明では、上記同様に、他の非直交コードチャネルの干渉推定部 7 2 0、7 5 0 がマルチパス干渉キャンセラに具備される場合を例にとり説明を行うが、上記他の非直交コードチャネルの干渉推定部 7 2 0、7 5 0 を他の送信装置の処理部等と置き換えることも可能である。

【 0 0 9 9 】

本図の例では、自チャネルの干渉推定、他の直交コードチャネルの干渉推定、他の非直交コードチャネルの干渉推定の順に処理が行われる。従って、第 1 ステージにおいても順次先に処理の行われたチャネルの干渉レプリカを受信信号から差し引いた信号で後続のチャネルの干渉推定を行うことができるため、図 6 で示した構成例 2 に比較して性能が向上する。第 2 ステージ以降では、自分より処理の早いチャネルについては当該ステージで生成されたマルチパス干渉レプリカを、自分および自分より処理が後となるチャネルについては、前ステージでのマルチパス干渉レプリカが受信信号から減じられる。図 7 の構成例 3 前述の構成例 2 よりも受信品質の改善が期待できるが、信号処理の処理遅延は一般に大きくなると考えられるため、状況に応じて構成例 2 あるいは構成例 3 のいずれかを選択する。または、第 1 ステージは構成例 3 を採用し、第 2 ステージ以降は構成例 2 を採用するといった複合構成をとることも可能である。

【 0 1 0 0 】

次に、上述した本発明における干渉キャンセラ（図4、図6、図7）を適用した場合のマルチパス干渉の低減効果及びその干渉低減効果によって得られる受信品質の改善効果について図8及び図9を用いて説明する。

【 0 1 0 1 】

まず、図8では、図1及び図2に基づいて両基地局（基地局₁ 20、基地局₂ 21）から送信されたコードチャネル信号が2パスで移動局10において受信された場合を表している（基地局₁ 20の受信パスはパス1、パス2、基地局₂ 21の受信パスはパス3、パス4と記す）。従って、移動局10での受信信号は、次のようなコードチャネルが多重化されたものとなる。

【 0 1 0 2 】

- ①復調すべき自コードチャネル群（直交チャネル）のパス1の受信信号
- ②復調すべき自コードチャネル群（直交チャネル）のパス2の受信信号
- ③基地局₁ 20（自セル）の他のコードチャネル群（直交チャネル）のパス1の受信信号
- ④基地局₁ 20（自セル）の他のコードチャネル群（直交チャネル）のパス2の受信信号
- ⑤基地局₁ 20（自セル）の他のコードチャネル群（非直交チャネル）のパス1の受信信号
- ⑥基地局₁ 20（自セル）の他のコードチャネル群（非直交チャネル）のパス2の受信信号
- ⑦基地局₂ 21（他セル）のコードチャネル群のパス3の受信信号
- ⑧基地局₂ 21（他セル）のコードチャネル群のパス4の受信信号

このように、図1及び図2の例に対応して上記①～⑧の各信号が同一帯域に混在して受信拡散信号として移動局10で受信される。移動局10では復調したいコードチャネルの拡散符号を用いて逆拡散を行うことでこの復調したいコードチャネルのみ狭帯域信号に変換されて復調される。ここで、本発明における干渉キャンセル方法を適用しない場合を図9（1）に示す。この場合、復調すべき自コードチャネルのパス1について狭帯域信号に変換されて復調されるので、基地局

1からの他の直交コードチャネルの同一パス（図8の①）信号成分は逆拡散信号に残留しないが、他の受信信号（②～⑧）は干渉として残るため本図1に示すようなSIRに応じた受信品質になる。

【0103】

ここで、図4に示す干渉キャンセラを適用して干渉キャンセルを行った場合、図9（2）に示すように、自コードチャネルの他のマルチパス（図8の②）の干渉が取り除かれるため、逆拡散信号のSIRは干渉キャンセルを行わない場合の図9（1）に比較して大きくなり受信品質が改善される。また、図5あるいは図6の干渉キャンセラに基づいて干渉キャンセルを行った場合、図9（3）～（5）に示すように、図5あるいは図6の干渉キャンセラでは自コードチャネル以外に他の直交コードチャネル、他の非直交コードチャネルに対して干渉推定が行われる。そのため、干渉低減効果は図9（3）～（5）のようになる。即ち、図9（3）では自コードチャネル+基地局₁20の他のコードチャネル群（直交チャネル）の干渉キャンセルが行われた場合を示しており、この場合、図8の（3）及び（4）の干渉信号が除去される。また、図9（4）では自コードチャネル+基地局₁20の他のコードチャネル群（直交チャネル）+基地局₁20の他のコードチャネル群（非直交チャネル）の干渉キャンセルが行われた場合を示しており、この場合、図8の（5）及び（6）の干渉信号が除去される。更に、図9（5）では自コードチャネル+基地局₁20の他のコードチャネル群（直交チャネル）+基地局₁20の他のコードチャネル群（非直交チャネル）+基地局₂21のコードチャネル群の干渉キャンセルが行われた場合を示しており、この場合、基地局₂21からのコードチャネルの2パスからの干渉が差し引かれるため、図8の（7）及び（8）に示すように更なる受信品質の改善が可能である。

【0104】

このように、図5あるいは図6の干渉キャンセラをマルチパスフェージングが発生する移動体通信で適用することによって、図4の干渉キャンセラと比較して更に、逆拡散信号のSIRが大きくなるため受信品質を改善することができる。

【0105】

次に、本発明の干渉キャンセル方法を適用した場合の効果を示す計算機シミュ

レーションにおけるスループット特性を表図 1 0 に、その計算機シミュレーションに用いられた諸元を表 1 に示す。

【 0 1 0 6 】

表 1 において、計算機シミュレーションの諸元は次の通りである。

【 0 1 0 7 】

チップレート (①) : 3. 8 4 M c p s、シンボルレート (②) : 2 4 0 k s p s、情報ビットレート : 8. 4 2 M b p s、拡散率 : 1 6、マルチコード数 : 1 2、拡散コード : 直交符号系列、Gold 系列、変調方式 : データ変調用に 6 4 Q A M、一次拡散用に Q P S K、チャンネルコーディング/デコーディング : 畳み込み符号 (符号化率 : 1/2、拘束長 : 9) / 軟判定、ビタビ復号、アンテナダイバーシチ : 2 ブランチ、チャンネルモデル : L パスのレイリー変動、ドップラ周波数 $f_D = 80 \text{ Hz}$ 。

【 0 1 0 8 】

この表 1 に示すように、3. 8 4 M c p s のチップレートで拡散率 1 6、1 2 マルチコード、畳み込み符号化率 1/2 として 6 4 Q A M データ変調を用いることで情報ビットレート 8. 4 2 M b p s が実現されている。

【 0 1 0 9 】

次に、このシミュレーション諸元に基づいて行われた計算機シミュレーション結果を図 1 0 に示す。

【 0 1 1 0 】

図 1 0 において、本図は、縦軸にスループット (bits/sec)、横軸に 1 アンテナ当たりの平均受信 E_b/N_0 (dB) を表す。 E_b/N_0 とは、1 情報ビット当たりの信号電力対雑音電力密度比である。

【 0 1 1 1 】

本計算機シミュレーションでは、伝搬モデル $L = 1 \sim 4$ パスについて評価し、干渉除去重み係数 α は $L = 2, 3, 4$ において、それぞれ 0. 9、0. 7、0. 7 とした。また、干渉キャンセラのステージ数 P を 4 とし、チャンネル推定の繰返し数 R は 1 として評価を行った。更に、マルチパス干渉キャンセラを適用した場合の効果を確認するためにマルチパス干渉キャンセラを非適用とした場合のスル

ーブット特性についても評価した。本図中、マルチパス干渉キャンセラ適用の場合は、× (L=1)、○ (L=2)、□ (L=3)、△ (L=4) で表され、マルチパス干渉キャンセラ非適用の場合は● (L=2)、■ (L=3)、▲ (L=4) で表されている。

【 0 1 1 2 】

本計算機シミュレーション結果に示すように、L=1パス環境では高Eb/Noの領域で8.4 Mb p sの高スループットを達成している(図中×)が、L=2パス環境ではマルチパス干渉キャンセラなしでは、スループットは2 Mb p s以下まで劣化する(図中●)。これに対し本発明の干渉キャンセラ(4ステージ)を適用することで、L=2パス環境でも8 Mb p sの高スループットが実現可能となり(図中○)マルチパス環境でのスループットを大幅に改善することがわかる。

【 0 1 1 3 】

これまで説明したように、本発明では、直交符号系列並びに非直交符号系列で拡散したコードチャネルにおいて共通パイロットチャネル及び通信チャネルの誤り訂正(チャネル符号化)復号後もしくは復号前の判定帰還データを用いた高精度チャネル推定値を元にマルチパス干渉レプリカが生成され、受信信号から当該マルチパス干渉レプリカを取り除く(マルチパス干渉キャンセル)ことによりマルチパス環境での受信品質(ビット誤り率、スループット等)を大きく改善することが可能となる。その結果、同一の受信品質を得るのに必要な受信信号電力を大幅に低減できるので、高速データ伝送がマルチパス干渉の無い基地局の極近傍のエリアに限定されてしまう従来と比較して、1基地局がカバーする高速データ伝送を可能とするエリアを拡大することができる。

【 0 1 1 4 】

尚、上記チャネル推定は上記判定帰還データを用いなくても推定することができる。

【 0 1 1 5 】

上記例において、干渉キャンセラの機能が他チャネルマルチパス干渉キャンセル手段、自チャネルマルチパス干渉キャンセル手段、減算手段に対応し、上記干渉キャンセラの干渉推定部の機能がデータ変調推定手段、チャネル推定手段、乗

算手段、受信拡散信号系列生成手段、データ変調推定更新手段、チャネル推定更新手段、受信拡散信号系列更新手段、データ復調手段に対応する。

【0 1 1 6】

また、上記干渉キャンセラの干渉推定部の機能が第 1 ～第 3 の伝搬路変動推定手段、データ変調判定更新手段、伝搬路変動推定更新手段、同一推定値適用手段、絶対同期検波手段、第 1 及び第 2 のデータ変調推定手段、原情報データ系列推定手段、データ変調推定適応振り分け手段に対応する。

【0 1 1 7】

【発明の効果】

以上、説明したように、請求項 1 乃至 1 2 記載の本願発明によれば、DS-CDMA を用いたセルラ通信において、特にチップレートと同等かそれ以上のような超高速データ伝送を行う際に、受信品質を大きく劣化させるマルチパス干渉を生成し、受信信号から取り除く（マルチパス干渉キャンセル）ことにより、マルチパス環境での受信品質を大きく改善することができる。

【0 1 1 8】

また、請求項 1 3 乃至 2 1 記載の本願発明によれば、マルチパス環境で超高速のデータ伝送を行っていてもマルチパス干渉をキャンセルすることのできる受信装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施の一形態に係る受信処理方法が適用される移動通信システム（他セルの拡散符号情報を他セルの制御チャネルから受信する場合）の構成例を示す図である。

【図 2】

本発明の実施の一形態に係る受信処理方法が適用される移動通信システム（他セルの拡散符号情報を上位局経由で自セルの制御チャネルから受信する場合）の構成例を示す図である。

【図 3】

本発明に係るパケットデータの送信フォーマットの一例を示す図である。

【図 4】

本発明に係る干渉キャンセラの第 1 の構成例を示す図である。

【図 5】

図 4 に示す干渉キャンセラ内の干渉推定部の構成例を示す図である。

【図 6】

本発明に係る干渉キャンセラの第 2 の構成例（自チャネル以外のコードチャネルの干渉キャンセルも行う）を示す図である。

【図 7】

本発明における干渉キャンセラの第 3 の構成例（自チャネル以外のコードチャネルの干渉キャンセルも行う）を示す図である。

【図 8】

自コードチャネル及び他コードチャネルが多重された受信信号の一例を示す図である。

【図 9】

本発明に係る干渉キャンセラを適用した場合の干渉の低減効果を示す図である。

【図 1 0】

本発明に係る干渉キャンセラをマルチパス環境で適用した場合の計算機シミュレーション結果（スループット特性）を示す図である。

【図 1 1】

図 1 0 に示した計算機シミュレーションにて用いられたシミュレーション諸元を示す表である。

【符号の説明】

- 1 0 移動局
- 2 0 基地局₁
- 2 1 基地局₂
- 3 0 上位局（無線回線制御装置）
- 1 0 0 干渉推定部（第 1 ステージ）
- 1 1 0 干渉推定部（第 2 ステージ）

- 121～124、600～603、800～811 遅延線路
- 130、160、410 干渉推定信号（マルチパス干渉レプリカ）出力部
- 140、141、203、204、323、324、650～655、850
～859 乗算器
- 150～153、660～671、860～879 減算器
- 200、210 Rake・アンテナダイバーシチ合成器
- 201、202 逆拡散器
- 205 加算器
- 220 パラレル/シリアル変換器（P/S変換器）
- 230 誤り訂正復号器
- 240、241 硬判定器
- 250 誤り訂正符号化器
- 260 データ変調器
- 270 シリアル/パラレル変換器（S/P変換器）
- 280 複素共役演算器（複素乗算器）
- 300、310 伝搬路推定器
- 301、302 逆拡散器
- 303、304 伝搬路推定器
- 320、330 マルチパス干渉レプリカ生成器
- 321、322 拡散器
- 340、341 拡散器
- 350～353、360～363 演算器
- 400 アンテナ信号入力部
- 500、530、700、730 自チャネルに対する干渉推定部
- 501、531、701、731 自チャネルに対する干渉推定部の推定信号
出力部
- 510、540、710、740 他の直交コードチャネルに対する干渉推定
部
- 511、541、711、741 他の直交コードチャネルに対する干渉推定

部の推定信号出力部

5 2 0、5 5 0、7 2 0、7 5 0 他の非直交コードチャネルに対する干渉推
定部

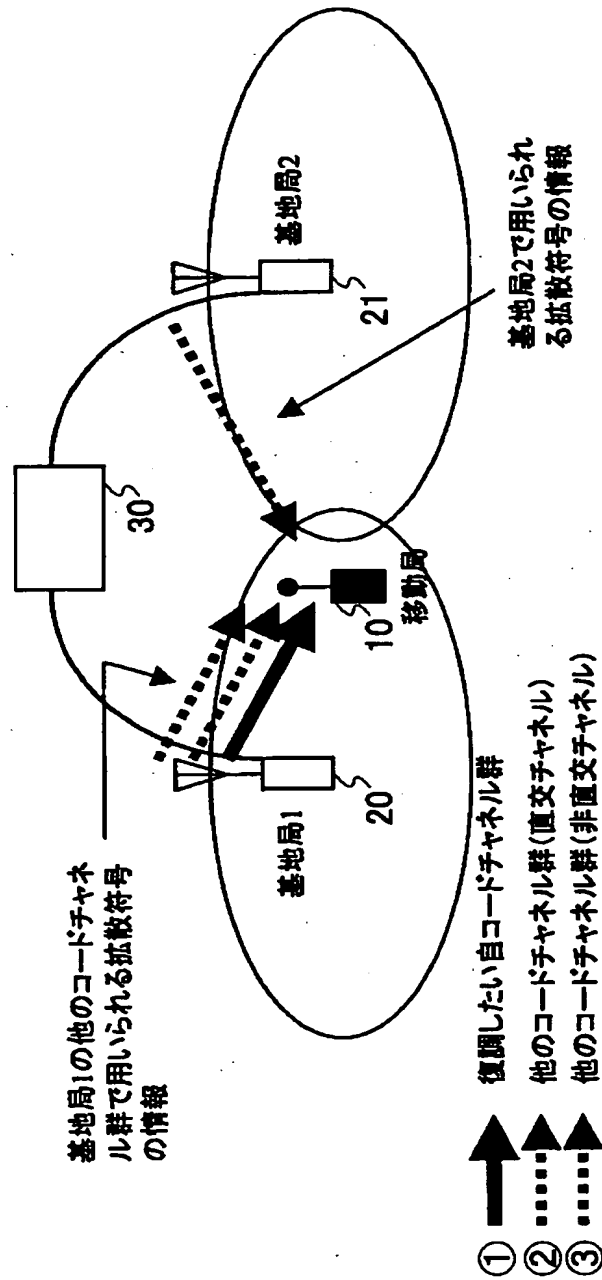
5 2 1、5 5 1、7 2 1、7 5 1 他の非直交コードチャネルに対する干渉推
定部の推定信号出力部

【書類名】

図面

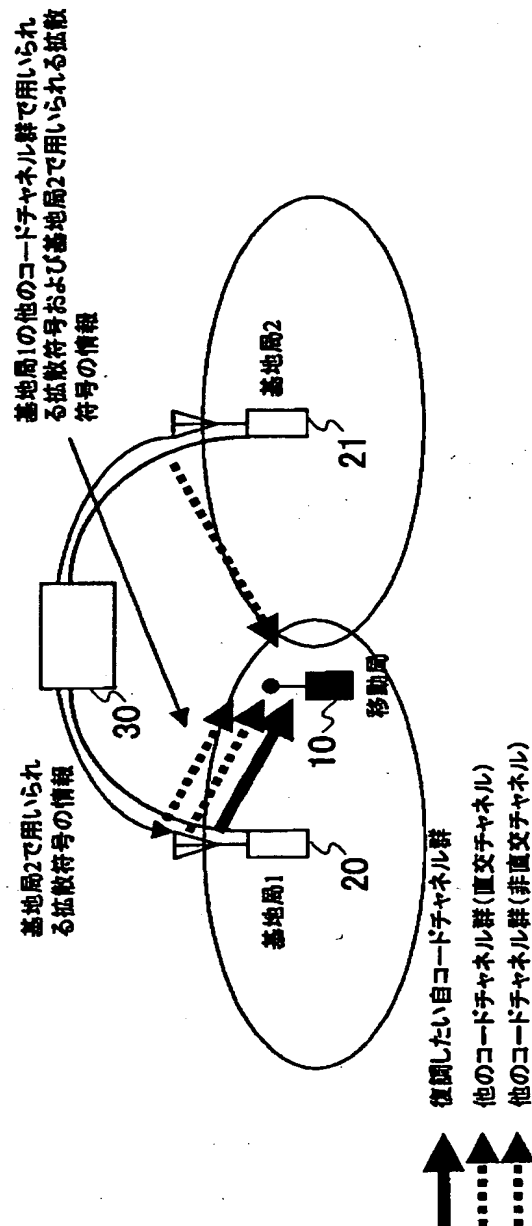
【図1】

本発明の実施の一形態に係る受信処理方法が適用される移動通信システム
(他セルの拡散符号情報を他セルの制御チャンネルから受信する場合)
の構成例を示す図



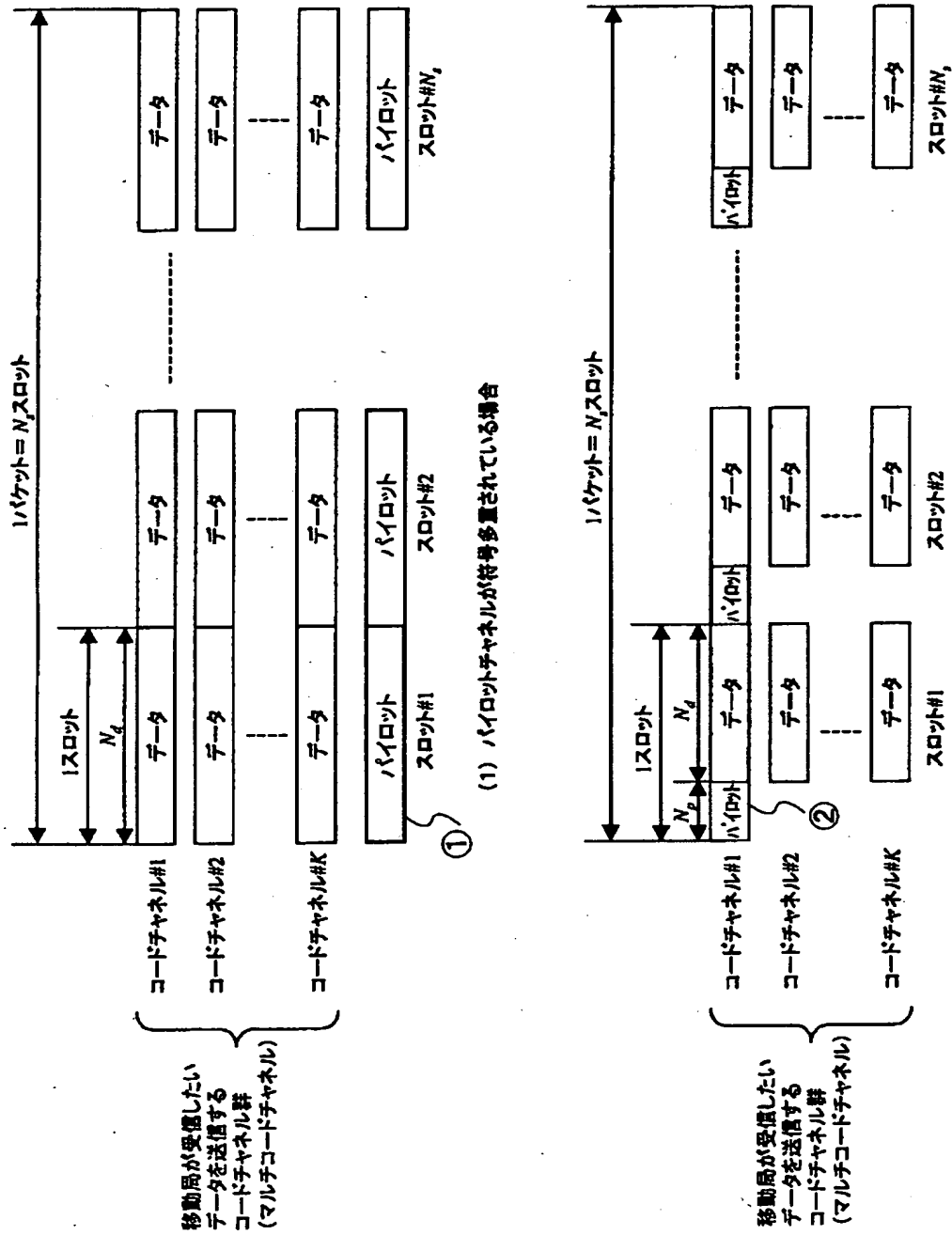
【図 2】

本発明の実施の一形態に係る受信処理方法が適用される移動通信システム
(他セルの拡散符号情報を上位局経由で自セルの制御チャンネルから
受信する場合)の構成例を示す図



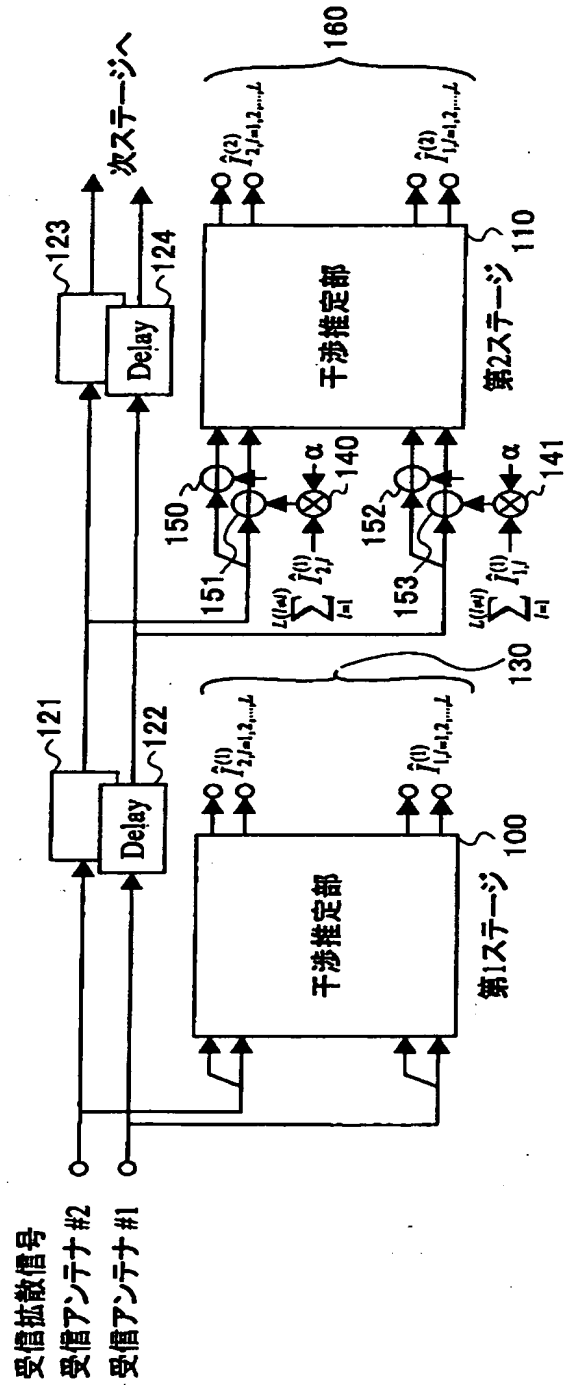
【図 3】

本発明に係るパケットデータの送信フォーマットの一例を示す図



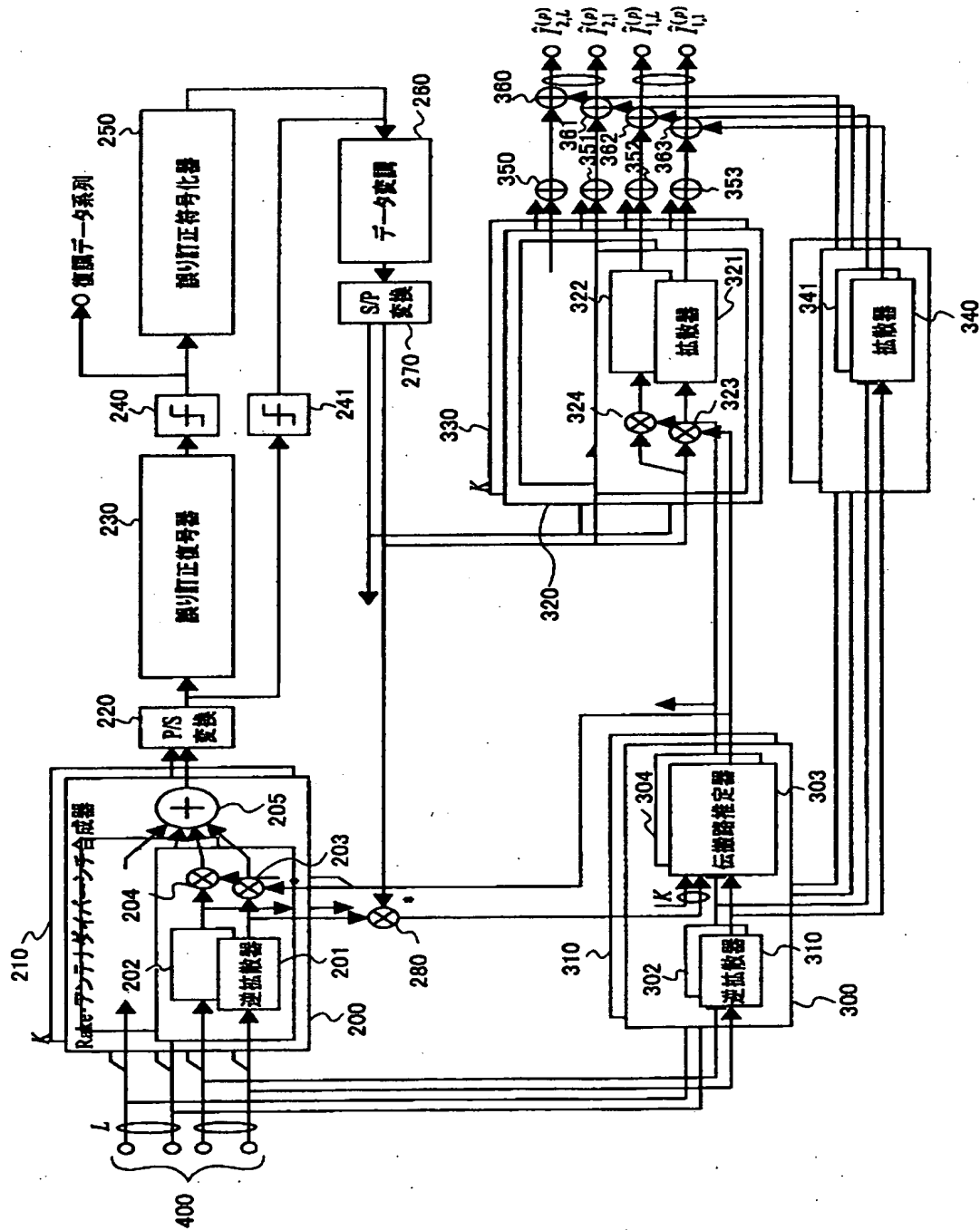
【図 4】

本発明に係る干渉キャンセラの第1の構成例を示す図



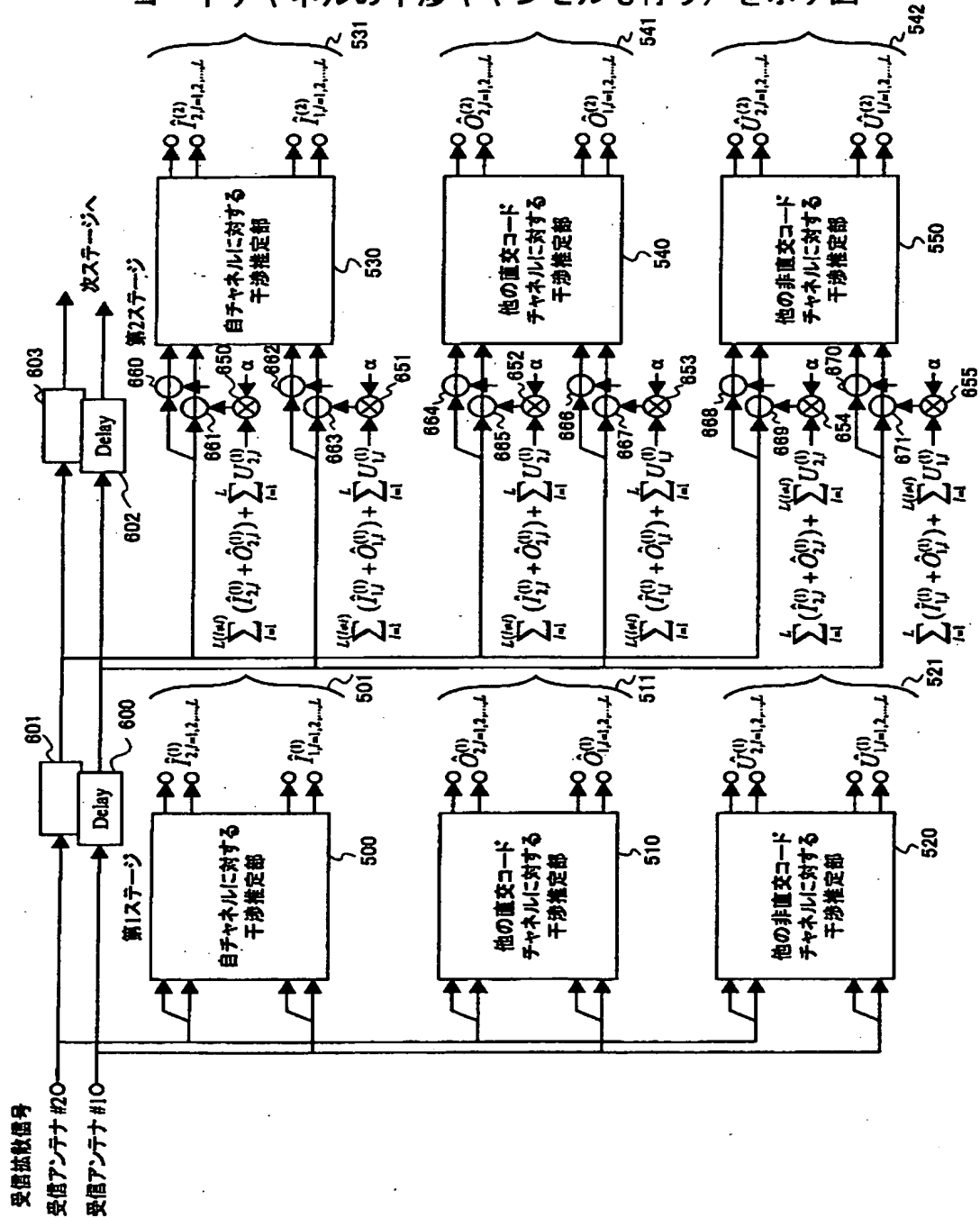
【図5】

図4に示す干渉キャンセラ内の干渉推定部の構成例を示す図



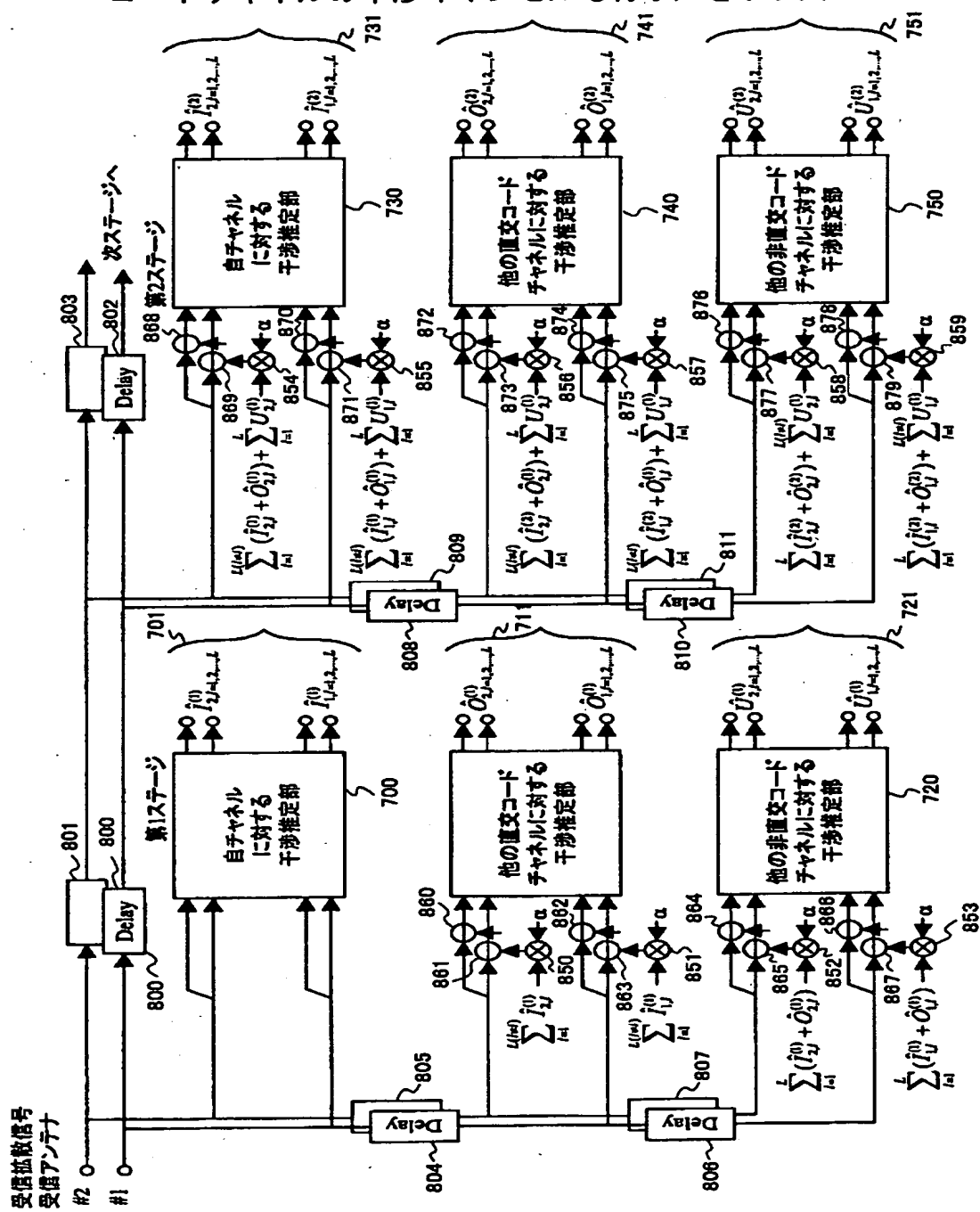
【図6】

本発明に係る干渉キャンセラの第2の構成例（自チャネル以外のコードチャネルの干渉キャンセルも行う）を示す図



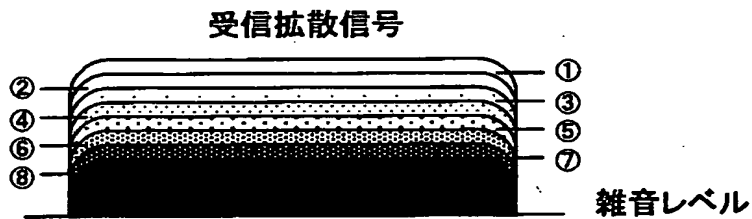
【图 7】

本発明における干渉キャンセルの第3の構成例（自チャネル以外のコードチャネルの干渉キャンセルも行う）を示す図



【図 8】

自コードチャンネル及び他コードチャンネルが多重された
受信信号の一例を示す図



上から、

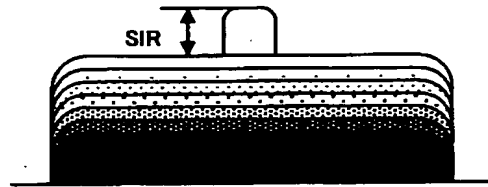
- ①復調すべき自コードチャンネル群(直交チャンネル)のパス1の受信信号
- ②復調すべき自コードチャンネル群(直交チャンネル)のパス2の受信信号
- ③基地局1(自セル)の他のコードチャンネル群(直交チャンネル)のパス1の受信信号
- ④基地局1の他のコードチャンネル群(直交チャンネル)のパス2の受信信号
- ⑤基地局1の他のコードチャンネル群(非直交チャンネル)のパス1の受信信号
- ⑥基地局1の他のコードチャンネル群(非直交チャンネル)のパス2の受信信号
- ⑦基地局2(他セル)のコードチャンネル群のパス3の受信信号
- ⑧基地局2のコードチャンネル群のパス4の受信信号

基地局1からの信号はパス1, 2の2パス受信
基地局2からの信号はパス3, 4の2パス受信

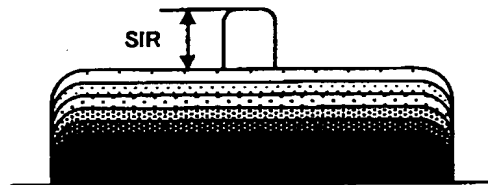
【図 9】

本発明に係る干渉キャンセラを適用した場合の干渉の低減効果を示す図

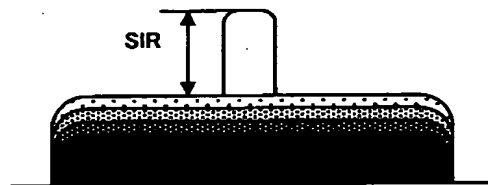
復調すべき自コードチャンネルのパス1についての逆拡散信号



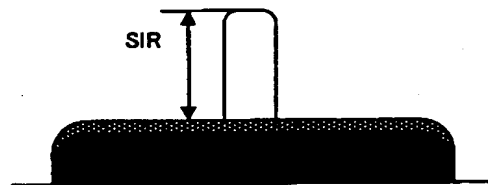
(1)干渉キャンセルなしの場合



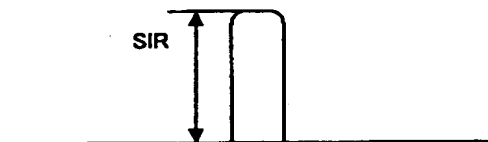
(2)自コードチャンネルの干渉キャンセルをした場合



(3)自コードチャンネル+基地局1の他のコードチャンネル群(直交チャネル)の干渉キャンセルをした場合の逆拡散信号



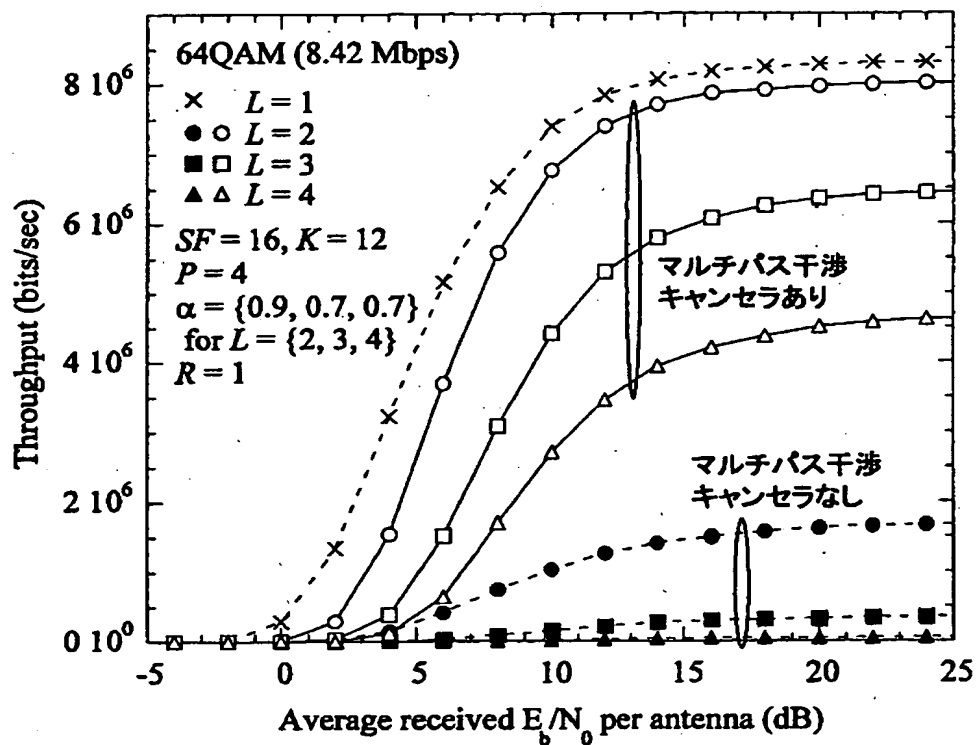
(4)自コードチャンネル+基地局1の他のコードチャンネル群(直交チャネル)+基地局1の他のコードチャンネル群(非直交チャネル)の干渉キャンセルをした場合の逆拡散信号



(5)自コードチャンネル+基地局1の他のコードチャンネル群(直交チャネル)+基地局1の他のコードチャンネル群(非直交チャネル)+基地局2のコードチャンネル群の干渉キャンセルをした場合の逆拡散信号

【図10】

本発明に係る干渉キャンセラをマルチパス環境で適用した場合の
計算機シミュレーション結果（スループット特性）を示す図



【図 1 1】

図10に示した計算機シミュレーションにて用いられた
シミュレーション諸元を示す表

Chip rate		3.84 Mcps
Symbol rate		240 kpsps
Information bit rate		8.42 Mbps
Spreading factor (SF)		16
Number of multicode		12
Spreading code	Chanelization code	Tree-structured orthogonal sequences
	Scrambling code	Truncated Gold sequence
Modulation	Data	64QAM
	Spreading	QPSK
Channel coding / decoding		Convolutional coding (Rate=1/2, k=9) / Soft decision Viterbi decoding
Antenna diversity		2-branch
Channel model		L-path Rayleigh $f_D = 80$ Hz

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 本発明の課題は、移動通信システムにおいてDS-CDMAを用いた下りリンク高速パケット伝送のような高データレート伝送を行う際に問題となるマルチパス干渉による受信特性の劣化を回避することのできる受信処理方法を提供することである。

【解決手段】 上記課題は、送信装置は一受信装置に対し、所定の拡散符号が割り当てられた複数のコードチャネルを束ねて送信し、受信装置にてその束ねられた複数のコードチャネルを受信する移動通信システムにおける受信処理方法において、上記束ねられた複数のコードチャネルをコードチャネル群とする場合であって、上記送信装置から送信される上記コードチャネル群に用いられる拡散符号群が直交符号系列の場合、上記受信装置は受信点に到来した受信パス数に応じた上記コードチャネル群の受信拡散信号系列を生成し、受信信号から除去すべき自コードチャネルのパスの受信拡散信号系列を取り除くようにした受信処理方法にて解決される。

【選択図】 図4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [392026693]

1. 変更年月日	2000年 5月19日
[変更理由]	名称変更
住 所	東京都千代田区永田町二丁目11番1号
氏 名	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ